

РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА С ВОЗДУШНЫМ
ЗАЗОРОМ

И. Д. КУТЯВИН

В настоящее время к работе релейной защиты электрических систем предъявляются очень высокие требования в отношении ее чувствительности, селективности и скорости действия. В связи с этим качество релейных приборов непрерывно повышается, улучшаются и схемы защиты. Однако при разработке современных схем защиты часто возникают затруднения из-за неудовлетворительной работы трансформаторов тока при переходных процессах в первичной цепи.

Дело в том, что рабочим режимом релейной защиты является переходный процесс в первичной цепи установки. При этом защита должна точно определить характер и место повреждения и произвести соответствующую операцию. Это возможно только в том случае, если схема защиты питается от измерительных трансформаторов, обладающих при этих режимах достаточной точностью или постоянством погрешностей, которые заранее можно определить.

Как известно, используемые в настоящее время трансформаторы тока имеют вполне достаточную точность только при нормальной работе установки. В случае появления в первичной цепи токов короткого замыкания, содержащих апериодическую составляющую, погрешности этих трансформаторов во многих случаях становятся недопустимо большими вследствие сильного насыщения стали сердечника и резкого снижения коэффициента взаимной индукции трансформатора.

В связи с этим вытекает необходимость разработки трансформаторов тока, обладающих достаточной точностью при всех режимах работы установки. Этим требованиям удовлетворяют трансформаторы с прямолинейной характеристикой

$$I_2 = f(I_1).$$

Наиболее просто прямолинейную характеристику трансформатора можно было бы получить, если допустить, что максимальная индукция в сердечнике при любых сверхтоках не будет выходить за пределы 8—10 кгс. Тогда при всех режимах установки трансформатор тока будет работать на восходящей прямолинейной части кривой намагничивания. Однако такие трансформаторы, из-за появления в сердечнике остаточного магнетизма, будут иметь очень малый предел рабочей индукции ввиду того, что остаточная индукция может достигать 6—7 кгс. Тогда рабочий предел индукции $B_p = B_m - B_0 = 10 - 7 = 3$ кгс.

Трансформаторы тока, рассчитанные на такой предел индукции, получатся неконструктивных размеров.

Однако остаточную индукцию можно снизить до любого значения введением в магнитную цепь воздушного зазора, величину которого можно выбрать, исходя из следующих соображений. Допустим, что наибольший остаточный магнетизм характеризуется остаточной индукцией B_0 , создаваемый за счет внутренней намагничивающей (задерживающей)

силы H_c , которую выразим в некоторых остаточных удельных ампервитках $a\omega_0$. Тогда полные намагничивающие ампервитки, создающие остаточный магнетизм, будут равны $AW_0 = a\omega_0 l$, где l — длина средней силовой линии. Если в магнитную цепь будет введен воздушный зазор, то магнитное сопротивление цепи возрастет, поэтому остаточная индукция понизится и будет определяться следующим выражением:

$$AW_0 = a\omega_0 l = a\omega'_0 l + 0,8 B'_0 \delta_p, \quad (1)$$

где B'_0 — заданная пониженная остаточная индукция,

$a\omega'_0$ — удельные ампервитки, расходуемые на проведение индукции B'_0 по стали сердечника и

δ_p — длина расчетного воздушного зазора в сантиметрах с учетом выпучивания в нем силовых линий.

Из (1) можно определить величину воздушного расчетного зазора, при которой остаточная индукция снижается до B'_0 :

$$\delta_p = \frac{0,4\pi l}{B'_0} (a\omega_0 - a\omega'_0) \cong \frac{0,4\pi a\omega_0 l}{B'_0}. \quad (2)$$

В выражении (2) ампервитками $a\omega'_0$ можно пренебречь в том случае, когда длина средней силовой линии l по стали невелика.

Действительная конструктивная длина воздушного зазора δ будет больше расчетной из-за выпучивания силовых линий в воздушном зазоре и неточной шихтовки его и может быть определена из следующей формулы:

$$\delta = k_\delta \frac{a \cdot b - (a + b)\lambda\delta_p \pm \sqrt{[ab - (a + b)\lambda\delta_p]^2 - 4ab\lambda^2\delta_p^2}}{2\lambda^2\delta_p}, \quad (3)$$

где a и b — стороны сечения сердечника в сантиметрах,

$k_\delta = 1,1$ — коэффициент, учитывающий неточность шихтовки воздушного зазора и

λ — коэффициент, учитывающий выпучивание силовых линий в воздушном зазоре (см. книгу А. Я. Буйлова „Основы электроаппаратостроения“, 1946 г., стр. 249).

Если индукцию B'_0 принять равной (или близкой) максимальной индукции в сердечнике трансформатора при первичном номинальном токе и номинальной нагрузке во вторичной цепи, то эту индукцию в дальнейших расчетах можно не учитывать, тогда верхний предел рабочей индукции

$$B_p = B_m = 8 - 10 \text{ кгс.}$$

Максимально-допустимый намагничивающий ток, соответствующий B_m и отнесенный к виткам вторичной обмотки трансформатора:

$$I_{o.m} = \frac{a\omega_m l + 0,8 B_m \delta_p}{w_2}, \quad (4)$$

где $a\omega_m$ — удельные намагничивающие ампервитки для стали сердечника при индукции $B_m = 8 - 10 \text{ кгс}$,

w_2 — число витков вторичной обмотки.

Установив основные положения для определения воздушного зазора трансформаторов, рассмотрим их параметры.

Индукция в сердечнике при номинальной нагрузке трансформатора

Как было указано выше, условие прямолинейности характеристики трансформатора будет соблюдаться, если индукция в сердечнике при

наибольшем асимметричном сверхтоке не выйдет за пределы 8—10 кгс. Тогда индукция при нормальной нагрузке трансформатора B_n должна быть не более 100—300 гс, так как кратность тока намагничивания при больших сверхтоках по отношению к номинальному режиму может быть велика.

Вторичный номинальный ток трансформаторов

При номинальной индукции $B_n = 100—300$ гс, при первичном номинальном токе до 1000 а и вторичном номинальном токе 5 а сердечник трансформатора получается неконструктивно больших размеров. Поэтому трансформаторы тока с воздушным зазором следовало бы изготовлять с вторичным номинальным током в 1 а. При этом полное сопротивление вторичной цепи Z_2 (включая и сопротивление вторичной обмотки трансформатора) можно довести до 5—10 ом, что соответствует номинальной мощности трансформатора 5—10 ва.

Сечение сердечника

Сечение сердечника трансформатора можно определить из уравнения вторичной э.д.с. при его номинальной нагрузке:

$$E_2 = I_{n2} Z_2 = 222 W_2 q B_n \cdot 10^{-8}. \quad (5)$$

Тогда сечение сердечника из (5):

$$q = \frac{I_{n2} Z_2 10^8}{222 W_2 B_n} = \frac{S_n 10^8}{222 B_n (I_n W_2)}, \quad (6)$$

где S_n — вторичная номинальная мощность трансформатора в ва,
 I_{n2} — вторичный номинальный ток в амперах,
 B_n — 100—300 гс — индукция в сердечнике при номинальной нагрузке трансформатора,
 Z_2 — полное сопротивление вторичной обмотки трансформатора и нагрузки.

Номинальные вторичные ампервитки, входящие в знаменатель выражения (6), являются постоянными, поэтому сечение сердечника оказывается прямо пропорциональным номинальной мощности трансформатора S_n и обратно пропорциональным номинальной индукции B_n .

Число витков обмоток

Число витков обмоток определяется, исходя из необходимого коэффициента трансформации, сопротивления вторичной цепи Z_2 и сечения сердечника трансформатора тока. В табл. 1 приведены основные соотношения указанных величин, подсчитанные по формуле (6) — для $Z_2 = 5$ ом. Данные этой таблицы не являются единственным решением вопроса, однако они показывают порядок отдельных величин.

Схема замещения нагруженного трансформатора

На фиг. 1 приведена схема замещения рассматриваемого трансформатора тока с указанными на ней сопротивлениями.

Активное сопротивление r_{T1} и индуктивность рассеяния x_{T1} первичной обмотки на работу трансформатора тока не влияют и поэтому здесь не рассматриваются.

Таблица 1

№ п. п.	I_{H_1}	I_{H_2}	n_T	При $B_H = 100$ гс			При $B_H = 200$ гс			При $B_H = 300$ гс		
				W_1	W_2	q	W_1	W_2	q	W_1	W_2	q
1	100	1	100	6	600	37,5	4	400	28	4	400	18,7
2	200	1	200	3	600	37,5	2	400	28	2	400	18,7
3	300	1	300	2	600	37,5	1	300	37,5	1	300	25,0
4	400	1	400	—	—	—	1	400	28	1	400	18,7
5	600	1	600	1	600	37,6	1	600	19	1	600	12,5
6	750	1	750	1	750	30	1	750	15	1	750	10,0
7	1000	1	1000	1	1000	22	1	1000	11	1	1000	7,5
8	2000	1	2000	1	2000	11	1	2000	5,6	1	2000	3,75

Индуктивность рассеяния вторичной обмотки, ввиду сложности данного вопроса, может быть определена только опытным путем в условиях заводских испытаний трансформаторов тока.

Активное сопротивление вторичной обмотки r_{T_2} легко определяется по длине и сечению провода этой обмотки.

Сопротивления r_0 и x_0 ветви холостого хода для трансформаторов тока с воздушным зазором при индукциях до 8—10 кгс практически остаются постоянными (см. фиг. 1), так как почти все намагничивающие ампервитки тратятся на преодоление магнитного сопротивления воздушного зазора. Кроме того, кривая намагничивания при указанных индукциях имеет форму, близкую к прямолинейной.

Коэффициент индуктивности ветви холостого хода может быть определен из следующего известного выражения:

$$L_0 = \frac{4\pi q W_2^2 10^{-9}}{\frac{l}{\mu} + \delta_p}, \quad (7)$$

где l — длина средней силовой линии в стали сердечника в сантиметрах, μ — магнитная проницаемость стали.

При вычислении L_0 по выражению (7) удобнее вместо μ подставлять индукцию B , находящуюся в пределах 0—10 кгс, и соответствующие ей удельные намагничивающие ампервитки aw :

$$L_0 = \frac{q B W_2^2 10^{-8}}{awl + 0,8 B \delta_p}. \quad (8)$$

Активное сопротивление ветви холостого хода r_0 можно определить, исходя из удельных потерь в стали при заданной индукции B по следующей формуле:

$$r_0 = \frac{P_{\text{ст}} q l \gamma}{1000 I_0^2},$$

где $P_{\text{ст}}$ — удельные потери в стали в ваттах на килограмм при заданной индукции,

I_0 — действующее значение тока холостого хода при тех же условиях и

γ — удельный вес стали.

Ток I_0 определяется из выражения (4) при подстановке в него заданной индукции B и соответствующих ей ампервитков:

$$I_0 = \frac{\alpha w l + 0,8 B \delta_p}{\sqrt{2} W_2}. \quad (10)$$

Выражение (4) дает максимальное значение тока, поэтому в знаменателе (10) введен $\sqrt{2}$.

Как уже указывалось выше, при вычислении r_0 и L_0 по выражениям (8) — (10) можно воспользоваться любой индукцией в пределах до 10 кгс, взяв для нее соответствующие значения $P_{\text{ст}}$ и αw .

При определении $P_{\text{ст}}$ необходимо пользоваться данными, касающимися трансформаторов тока, так как изоляция между листами стали у них слабее, а потери в стали больше, чем у силовых трансформаторов.

И, наконец, при вычислении L_0 и I_0 по выражениям (8) и (10) нужно пользоваться кривой намагничивания, снятой на переменном токе, в функции амплитудных удельных ампервитков.

На фиг. 1 приведены кривые изменения сопротивлений ветви холостого хода r_0 и $x_0 (\beta = 0)$ в функции максимальных удельных намагничивающих ампервитков для одного опытного образца трансформатора тока с воздушным зазором, имеющего сечение сердечника 25 см², число витков вторичной обмотки 400 и воздушный зазор 3 мм. Сердечник его был изготовлен из стали трансформатора тока типа ТП.

Как видно из этой фигуры, индуктивное сопротивление $x_0 (\beta = 0)$ в пределах индукции до 10 кгс (до 38 $\frac{\text{ав}}{\text{см}}$) меняется всего на 5 ом или

на 6,25%, достигая максимума при 5 кгс (или 18 $\frac{\text{ав}}{\text{см}}$). Активное сопротивление цепи намагничивания с ростом намагничивающих ампервитков снижается примерно на 25%, но это сопротивление невелико и не может оказать существенного влияния на работу трансформатора при установившемся процессе.

Влияние аperiodической составляющей тока намагничивания на x_0 показано на фиг. 1 при помощи кривых при $\beta = 0$ и $\beta = 1,2$. Верхняя кривая построена при отсутствии аperiodического тока в токе намагничивания, а нижняя — для случая, когда аperiodическая составляющая его равна 120% от амплитуды периодической. Как видно из этой фигуры, появление аperiodической составляющей указанной величины в намагничивающем токе приводит к снижению x_0 на (7—10)%.

Однако указанные колебания x_0 могут быть учтены при расчете защиты, так как эти колебания однозначны и не могут зависеть от каких-либо других факторов, как, например, от остаточного магнетизма, насыщения стали и т. д.

Сопротивление вторичной цепи трансформатора

$$z_2 = \sqrt{(r_{T2} + r_n)^2 + (x_{T2} + x_n)^2} = \sqrt{r_2^2 + x_2^2}, \quad (11)$$

где r_n и x_n — сопротивления вторичной нагрузки трансформатора.

Сопротивление вторичного контура схемы замещения трансформатора

$$z_{02} = \sqrt{(r_0 + r_2)^2 + (x_0 + x_2)^2}. \quad (12)$$

Коэффициент трансформации трансформатора

На фиг. 2 приведена векторная диаграмма ампервитков рассматриваемого трансформатора.

Первичные ампервитки на основании этой диаграммы:

$$I_1 W_1 = \sqrt{(I_2 W_2)^2 + (I_0 W_2)^2 + 2(I_2 W_2)(I_0 W_2)\sin(\varphi_2 + \psi_0)}, \quad (13)$$

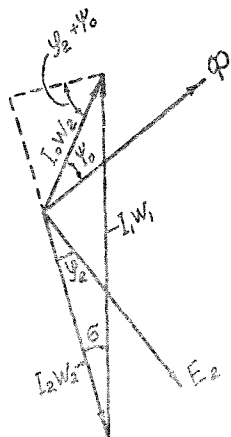
где $\varphi_2 = \arctg \frac{x_2}{r_2}$ — угол сдвига фаз тока и э.д.с. вторичной цепи,

$\psi_0 = \arctg \frac{r_0}{x_0}$ — угол потерь в железе.

Коэффициент трансформации трансформатора тока на основании (13):

$$n_T = \frac{I_1}{I_2} = \frac{W_2}{W_1} \sqrt{1 + \left(\frac{I_0}{I_2}\right)^2 + 2 \frac{I_0}{I_2} \sin(\varphi_2 + \psi_0)}. \quad (14)$$

Правую часть (14) можно выразить через сопротивления, если учесть, что



Фиг. 2

$$\frac{I_0}{I_2} = \frac{z_2}{z_0},$$

$$\sin(\varphi_2 + \psi_0) = \frac{x_2 x_0 + r_2 r_0}{z_2 z_0}, \quad (15)$$

$$\cos(\varphi_2 + \psi_0) = \frac{r_2 x_0 - x_2 r_0}{z_2 + z_0},$$

тогда выражение (14) примет следующий вид:

$$n_T = \frac{W_2}{z_0 W_1} \sqrt{z_0^2 + z_2^2 + 2(x_2 x_0 + r_2 r_0)}. \quad (16)$$

Для того, чтобы трансформатор не имел погрешности в токе, вторичное число витков его следует сделать равным:

$$W_2 = \frac{n_T W_1 z_0}{\sqrt{z_0^2 + z_2^2 + 2(x_2 x_0 + r_2 r_0)}}. \quad (17)$$

Определение числа витков вторичной обмотки по выражению (17) можно произвести только методом последовательного приближения, так как сопротивления, входящие в правую часть, сами зависят от числа витков.

Однако можно получить приближенное выражение для W_2 , которое не будет обладать этим недостатком. Пренебрежем для этого в выражении (17) сопротивлением z_2 , а сопротивления r_2 и x_2 будем считать не зависящими от W_2 .

Кроме того, воспользуемся (8) и (9) для преобразования выражений для сопротивлений r_0 и x_0 .

Сопротивление r_0 на основании (9) и (10):

$$r_0 = \frac{P_{\text{жс}} q l \gamma}{1000 \left(\frac{a \omega l + 0,8 B \delta p}{\sqrt{2} \cdot \omega_2} \right)^2} = C W_2^2, \quad (18)$$

где постоянная

$$C = \frac{P_{\text{ис}} q l \gamma}{500 (a \omega l + 0,8 B \delta_p)^2} \quad (19)$$

Сопротивление x_0 на основании (8):

$$x_0 = \omega L_0 = \frac{\omega q B \cdot W_2^2 10^{-8}}{a \omega l + 0,8 B \delta_p} = D W_2^2, \quad (20)$$

где постоянная

$$D = \frac{\omega q B 10^{-8}}{a \omega l + 0,8 B \delta_p} \quad (21)$$

Полное сопротивление ветви холостого хода

$$z_0 = W_2^2 \sqrt{C^2 + D^2} = A W_2^2, \quad (22)$$

тогда вторичное число витков на основании (17)—(22):

$$W_2 = \frac{1}{A} \sqrt{n^2 r W_1^2 A^2 - 2(C r_2 + D x_2)}. \quad (23)$$

При выполнении трансформатора с числом витков W_2 , определенным по выражению (23), коэффициент трансформации его по отношению токов будет равен n_T .

Если в выражении (17) сохранить z_2 и считать его также независимым от W_2 , то можно получить для W_2 точное выражение.

Погрешности трансформатора

Если компенсация погрешности в токе при помощи подгонки вторичного числа витков W_2 по выражению (17) или (23) не выполнена и коэффициент трансформации n_T определяется по отношению чисел витков трансформатора, эта погрешность в процентах может быть определена из следующего известного выражения:

$$K_{0\%} = \frac{I_2 W_2 - I_1 W_1}{I_1 W_1} 100. \quad (24)$$

Исключив из (24) ампервитки на основании (13) и (15), получим:

$$K_{0\%} = \frac{z_0 - \sqrt{z_0^2 + z_2^2 + 2(x_2 x_0 + r_2 r_0)}}{\sqrt{z_0^2 + z_2^2 + 2(x_2 x_0 + r_2 r_0)}} 100. \quad (25)$$

Угловую погрешность трансформатора можно определить также на основании диаграммы фиг. 2:

$$\operatorname{tg} \sigma = \frac{I_0 W_2 \cos(\varphi_2 + \psi_0)}{I_2 W_2 + I_0 W_2 \sin(\varphi_2 + \psi_0)} = \frac{r_2 x_0 - r_0 x_2}{z_0^2 + (x_2 x_0 + r_2 r_0)}, \quad (26)$$

тогда угловая погрешность в градусах:

$$\sigma^0 = \operatorname{arctg} \frac{r_2 x_0 - r_0 x_2}{z_0^2 + (x_2 x_0 + r_2 r_0)}. \quad (27)$$

Пример. Для упомянутого выше опытного образца трансформатора с воздушным зазором определить погрешности и коэффициент трансформации по току при трансформации переменного тока и при индукциях

в сердечнике до 10 кгс. Данные: $W_1 = 1$; $W_2 = 400$; $r_2 = 2$ ом; $x_2 = 3,2$ ома; $z_2 = 3,8$ ома. Значение сопротивлений r_0 и x_0 взять по фиг. 1.

Для $B = 1$ кгс согласно фиг. 1 $r_0 = 4,3$ ома и $x_0 = 74$ ом (при $\beta = 0$). Сопротивление $z_0 = 74,2$ ома.

Коэффициент трансформации по току на основании (16):

$$n_T = \frac{400}{74,2 \cdot 1} \sqrt{74,2^2 + 3,8^2 + 2(3,2 \cdot 74 + 2,4 \cdot 3)} = 417,8.$$

Погрешность в токе на основании (25):

$$K_{q_0} = \frac{74,2 - \sqrt{74,2^2 + 3,8^2 + (3,2 \cdot 74 + 2,4 \cdot 3)2}}{\sqrt{74,2^2 + 3,8^2 + 2(3,2 \cdot 74 + 2,4 \cdot 3)}} \cdot 100 = -4,26\%.$$

Погрешность в угле на основании (27):

$$\sigma = \arctg \frac{2,74 - 4,3 \cdot 3,2}{74,2^2 + (3,2 \cdot 74 + 2,4 \cdot 3)} = 1^\circ 20'.$$

Результаты для других значений индукции подсчитаны аналогично предыдущему и приведены в табл. 2.

Таблица 2

В кгс	1	2	4	6	8	10
n_T	417,8	417,3	416,2	416,2	416	416
K_{q_0}	-4,26	-4,14	-3,9	-3,9	-3,9	-3,9
σ°	1°20	1°18	1°16	1°17	1°19	1°22
I_0	0,31	0,60	1,14	1,7	2,3	3,0
$I_1 \text{ доп}$	2530	5050	9850	14700	19500	24400
$\frac{I_1 \text{ доп}}{I_1 \text{ ном}}$	6,3	13,8	24,7	36,7	48,7	61

Как видно из табл. 2, при настройке защиты коэффициент трансформации должен быть взят равным 416, а не 400. Тогда погрешность в токе при индукциях от 4 до 10 кгс будет учтена с достаточной точностью. Или для получения достаточно точного трансформатора с коэффициентом трансформации 400 нужно вторичное число витков W_2 намотать согласно формуле (23).

Угловая погрешность оказалась невелика и при питании от подобных трансформаторов ваттметровых и дистанционных защит не будет иметь значения.

В табл. 2 указаны также токи холостого хода и первичные токи, соответствующие индукциям. Ток холостого хода определялся из выражения

$$I_0 = \frac{a\omega l}{\sqrt{2} \cdot \omega_2}, \quad (28)$$

где $l = 45,5$ см — длина средней силовой линии для опытного трансформатора и

$a\omega$ — удельные намагничивающие ампервитки, которые определялись по кривой намагничивания фиг. 1.

Выражение для определения тока $I_{1доп}$ получено из (13) и (15) в следующем виде:

$$I_{1доп} = \frac{I_0 W_2}{z_2 W_1} \sqrt{z_0^2 + z_2^2 + 2(x_2 x_0 + r_2 r_0)} . \quad (29)$$

В последней строке табл. 2 приведена кратность первичного тока по отношению к первичному номинальному току 400 а, при которой достигается соответствующая индукция. Как видно из этой строки, трансформатор может быть перегружен установившимся переменным током в 61 раз¹⁾, при этом погрешность в токе будет 3,9%, а в угле—1°22'. Но если учитывать коэффициент трансформации 416, а не 400, или при коэффициенте трансформации 400 число витков намотать согласно формуле (23), то и эта погрешность будет исключена.

Выше была исследована работа трансформатора тока с воздушным зазором при установившемся режиме. При этом показано, что величину воздушного зазора следует выбирать, исходя из необходимости устранения влияния на работу трансформатора остаточной индукции. Получающаяся при этом величина зазора в несколько миллиметров вполне достаточна для спрямления характеристик трансформатора. Это иллюстрируется фиг. 1, где показана кривая намагничивания B и кривые сопротивлений r_0 и x_0 , в зависимости от максимальных удельных намагничивающих ампервитков в пределах индукции от 0 до 10 кгс.

Показано также, что погрешности такого трансформатора значительно больше погрешностей нормальных трансформаторов, но остаются почти постоянными при индукциях от 0 до 10 кгс. Это позволяет погрешность в токе исключить путем подгонки числа витков вторичной обмотки или путем учета коэффициента трансформации по току из выражения (16).

¹⁾ О работе рассматриваемых трансформаторов тока при коротких замыканиях в первичной цепи см. отдельную статью, напечатанную в данном томе Известий института.